

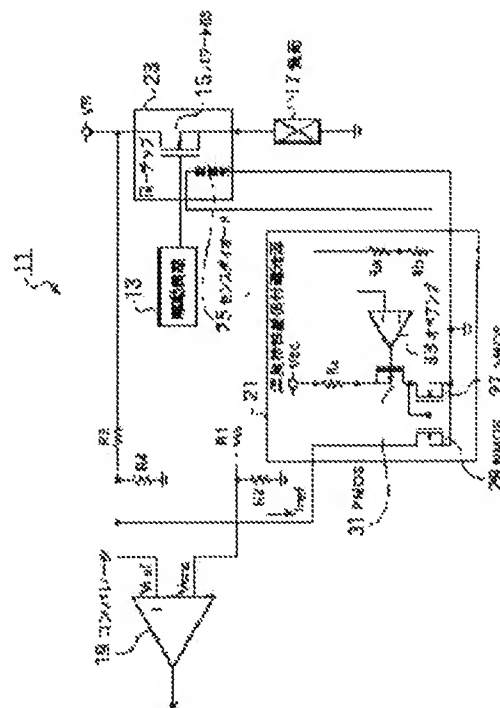
(11)Publication number : 2002-017036
(43)Date of publication of application : 18.01.2002

(51)Int.Cl. H02H 3/087
G01R 19/165
H03K 17/08
H03K 19/003

(21)Application number : 2000-197199 (71)Applicant : NISSAN MOTOR CO LTD
(22)Date of filing : 29.06.2000 (72)Inventor : KUBOTA AYUMI

(57)Abstract:

SOLUTION: The reference voltage V_{ref} is generated by dividing a voltage between a high voltage power supply V_B and a low voltage power supply GND . Whether an over-current flows into a power MOS 15 or not is detected by comparing a voltage obtained by dividing the voltage at the connecting point of the power MOS 15 and a load 17 to the predetermined voltage V_{sns} with the reference voltage V_{ref} . Moreover, a constant current not depending on change of the voltage across the high voltage power supply V_B and low voltage power supply GND is generated, the generated constant current is then supplied to the connecting point of the reference voltage V_{ref} , and a constant current value is changed in proportion to change of ON resistance of the power MOS 15.



[Date of request for examination]
[Date of sending the examiner's decision of rejection]
[Kind of final disposal of application other than the
examiner's decision of rejection or application converted
registration]
[Date of final disposal for application]
[Patent number]
[Date of registration]
[Number of appeal against examiner's decision of
rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2002-17036
(P2002-17036A)

(43) 公開日 平成14年1月18日 (2002.1.18)

| (51) Int.Cl. ⁷ | 識別記号 | F I | キーワード (参考) |
|---------------------------|------|----------------|-------------|
| H 0 2 H 3/087 | | H 0 2 H 3/087 | 2 G 0 3 5 |
| G 0 1 R 19/165 | | G 0 1 R 19/165 | L 5 G 0 0 4 |
| H 0 3 K 17/08 | | H 0 3 K 17/08 | C 5 J 0 3 2 |
| 19/003 | | 19/003 | E 5 J 0 5 5 |

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2000-197199(P2000-197199)

(22) 出願日 平成12年6月29日 (2000.6.29)

(71) 出願人 000003997

日産自動車株式会社

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地

(72) 発明者 久保田 歩

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
自動車株式会社内

(74) 代理人 100083906

弁理士 三好 秀和 (外8名)

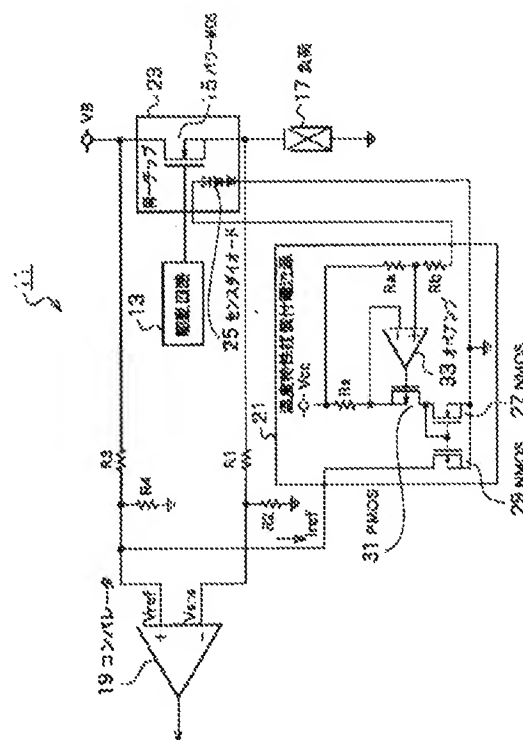
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 過電流検知回路

(57) 【要約】

【課題】 本発明は、過電流検出による電力消費を低減し、電源電位の変動やスイッチ素子のオン抵抗の温度依存性による誤差のない過電流検出回路を提供することにある。

【解決手段】 高電位電源VBと低電位電源GNDとの間の電圧を分圧することにより基準電位Vrefを発生し、パワーMOS15と負荷17の接続点の電圧を所定の電圧Vsnsに分圧した電圧を基準電位Vrefと比較してパワーMOS15に過電流が流れたかどうかを検出する。また、高電位電源VBと低電位電源GNDとの間の電圧の変動に依存しない定電流を発生し、発生した定電流を基準電位Vrefの接続点に供給し、パワーMOS15のオン抵抗の変動に比例して定電流値を変化させる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 高電位電源側に接続されたスイッチ素子と、
低電位電源側に接続された電気負荷と、
高電位電源と低電位電源との間の電圧を分圧することにより基準電位を発生する基準電位発生回路と、
スイッチ素子と電気負荷の接続点の電圧を所定の電圧に
分圧した電圧を前記基準電位と比較する比較回路と、
高電位電源と低電位電源との間の電圧の変動に依存しない定電流を発生し、発生した定電流を前記基準電位発生回路に供給する電流発生回路と、
前記スイッチ素子のオン抵抗の変動に比例して前記定電流値を変化させる温度補償回路とを有することを特徴とする過電流検知回路。

【請求項2】 一端が低電位電源側に接続された電気負荷と、
前記電気負荷の他端と接続されるとともに高電位電源側に接続されたスイッチ素子と、
高電位電源と低電位電源との間の電圧を分圧することにより基準電位を発生する基準電位発生回路と、
スイッチ素子と電気負荷の接続点の電圧を所定の電圧に
分圧した電圧を前記基準電位と比較する比較回路と、
前記スイッチ素子のオン抵抗による温度特性に従って変化する電圧を検出する検出素子と、
前記検出素子により検出された電圧に比例して変化する定電流を、前記比較回路に入力される基準電位の接続点から流させる電流源とを有することを特徴とする過電流検知回路。

【請求項3】 前記電流源は、
前記スイッチ素子のオン抵抗が小さくなるに従って、前記比較回路に入力される基準電位が小さくなるように動作することを特徴とする請求項2記載の過電流検知回路。

【請求項4】 前記電気負荷に一定電流を流した場合、前記比較回路に入力される前記基準電圧は、前記電流源の温度係数と同一符号になるように補償することを特徴とする請求項2記載の過電流検知回路。

【請求項5】 前記検出素子は、
前記スイッチ素子の近傍に配置されたダイオードからなり、
前記電流源は、
このダイオードの温度特性により変化する順方向の降下電圧に比例した電流を発生することを特徴とする請求項2記載の過電流検知回路。

【請求項6】 前記検出素子は、
前記スイッチ素子を構成する単位セルからなり、
前記電流源は、
この単位セルの温度特性により変化する電圧に比例した電流を発生することを特徴とする請求項2記載の過電流検知回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電気負荷や電気負荷を駆動するスイッチ素子に過大な電流が流れないように保護するための過電流検知回路に関する。

【0002】

【従来の技術】スイッチ素子を用いて電気負荷を駆動するような電装部品においては、電気負荷に流れる電流を検出し、所定値以上の過大な電流が流れることを防止して電気負荷やスイッチ素子を保護する必要がある。

【0003】従来、電気負荷に流れる電流を検知するための過電流検知回路としては、特開平11-51983号公報に記載のような回路が報告されている。

【0004】この過電流検知回路は、図5に示すように、電気負荷（ランプ）LとバッテリーBとの間に電流検出に用いるシャント抵抗 R_s を接続しておき、抵抗 R_s の両端の電位差から負荷電流 I_L を検出するという構成になっている。

【0005】この過電流検知回路では、シャント抵抗 R_s をスイッチ素子に接続する構成であるために、この抵抗部分に大電流が流れて電力を消費してしまうが、シャント抵抗 R_s の両端の電位差を検出するためにはある程度以上の抵抗値が必要となるので、抵抗部分での電力消費を小さくするのは困難であった。

【0006】また、シャント抵抗 R_s を用いずに負荷電流を検出する方法として、電気負荷の電源側の端子の電圧を監視して検出することも知られている。この方法は、電気負荷の抵抗値が大きく変動するような場合には用いることができない方法であるが、抵抗値が一定である電気負荷の場合には有効な方法である。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、抵抗値が一定である電気負荷であっても、電気負荷の電源側の端子の電圧を監視して検出する方法には、以下のような問題があった。

【0008】（1）特に車載された電装部品の場合、電気負荷に電気を供給するための電源は、バッテリーかオルタネータであり、例えばバッテリーの電圧範囲は $V_B=9V\sim 16V$ に変動するため、電気負荷の抵抗値が一定であっても電源電圧が変動して電流検出の誤差要因となっていた。

【0009】（2）スイッチ素子のオン抵抗は、温度に依存して変化する温度特性を持っており、スイッチ素子のオン抵抗の温度依存性が電流検出の誤差要因となっていた。特に、図6に示す温度特性グラフのように、一定の電流を流してもパワーMOSの温度特性により、検出電流値が温度変化に応じて変化するとなり、誤差要因となっていた。

【0010】本発明は、上記に鑑みてなされたもので、その目的としては、過電流検出による電力消費を低減

し、電源電位の変動やスイッチ素子のオン抵抗の温度依存性による誤差のない過電流検出回路を提供することにある。

【0011】

【課題を解決するための手段】請求項1記載の発明は、上記課題を解決するため、高電位電源側に接続されたスイッチ素子と、低電位電源側に接続された電気負荷と、高電位電源と低電位電源との間の電圧を分圧することにより基準電位を発生する基準電位発生回路と、スイッチ素子と電気負荷の接続点の電圧を所定の電圧に分圧した電圧を前記基準電位と比較する比較回路と、高電位電源と低電位電源との間の電圧の変動に依存しない定電流を発生し、発生した定電流を前記基準電位発生回路に供給する電流発生回路と、前記スイッチ素子のオン抵抗の変動に比例して前記定電流値を変化させる温度補償回路とを有することを要旨とする。

【0012】請求項2記載の発明は、上記課題を解決するため、一端が低電位電源側に接続された電気負荷と、前記電気負荷の他端と接続されるとともに高電位電源側に接続されたスイッチ素子と、高電位電源と低電位電源との間の電圧を分圧することにより基準電位を発生する基準電位発生回路と、スイッチ素子と電気負荷の接続点の電圧を所定の電圧に分圧した電圧を前記基準電位と比較する比較回路と、前記スイッチ素子のオン抵抗による温度特性に従って変化する電圧を検出する検出素子と、前記検出素子により検出された電圧に比例して変化する定電流を、前記比較回路に入力される基準電位の接続点から流させる電流源とを有することを要旨とする。

【0013】請求項3記載の発明は、上記課題を解決するため、前記電流源は、前記スイッチ素子のオン抵抗が小さくなるに従って、前記比較回路に入力される基準電位が小さくなるように動作することを要旨とする。

【0014】請求項4記載の発明は、上記課題を解決するため、前記電気負荷に一定電流を流した場合、前記比較回路に入力される前記基準電圧は、前記電流源の温度係数と同一符号になるように補償することを要旨とする。

【0015】請求項5記載の発明は、上記課題を解決するため、前記検出素子は、前記スイッチ素子の近傍に配置されたダイオードからなり、前記電流源は、このダイオードの温度特性により変化する順方向の降下電圧に比例した電流を発生することを要旨とする。

【0016】請求項6記載の発明は、上記課題を解決するため、前記検出素子は、前記スイッチ素子を構成する単位セルからなり、前記電流源は、この単位セルの温度特性により変化する電圧に比例した電流を発生することを要旨とする。

【0017】

【発明の効果】請求項1記載の本発明によれば、高電位電源と低電位電源との間の電圧を分圧することにより基

準電位を発生し、スイッチ素子と電気負荷の接続点の電圧を所定の電圧に分圧した電圧を基準電位と比較してスイッチ素子に過電流が流れたかどうかを検出することで、過電流検出による電力消費を低減することができる。また、高電位電源と低電位電源との間の電圧の変動に依存しない定電流を発生し、発生した定電流を基準電位の接続点に供給し、スイッチ素子のオン抵抗の変動に比例して前記定電流値を変化させることで、電源電位の変動やスイッチ素子のオン抵抗の温度依存性による誤差をなくすることができる。

【0018】また、請求項2記載の本発明によれば、高電位電源と低電位電源との間の電圧を分圧することにより基準電位を発生し、スイッチ素子と電気負荷の接続点の電圧を所定の電圧に分圧した電圧をこの基準電位と比較してスイッチ素子に過電流が流れたかどうかを検出することで、過電流検出による電力消費を低減することができる。また、スイッチ素子のオン抵抗による温度特性に従って変化する電圧を検出し、検出された電圧に比例して変化する定電流を、前記基準電位の接続点から流させることで、電源電位の変動やスイッチ素子のオン抵抗の温度依存性による誤差をなくすることができる。

【0019】また、請求項3記載の本発明によれば、電流源は、スイッチ素子のオン抵抗が小さくなるに従って、基準電位が小さくなるように動作することで、スイッチ素子の温度特性に応じた基準電位の温度補償を行うことができる。この結果、スイッチ素子のオン抵抗の温度依存性による誤差をなくすることができる。

【0020】また、請求項4記載の本発明によれば、電気負荷に一定電流を流した場合、基準電圧は、電流源の温度係数と同一符号になるように補償するので、オン抵抗の増減に応じて電流源の出力電流も増減させて温度特性をキャンセルすることができ、良好な温度特性を得ることができる。

【0021】また、請求項5記載の本発明によれば、検出素子は、スイッチ素子の近傍に配置されたダイオードからなり、電流源は、このダイオードの温度特性により変化する順方向の降下電圧に比例した電流を発生することで、温度補償に用いるダイオードをスイッチ素子と同一チップに容易に作り込むことができるため、良好な温度特性を得ることができる。

【0022】また、請求項6記載の本発明によれば、検出素子は、スイッチ素子を構成する単位セルからなり、電流源は、この単位セルの温度特性により変化する電圧に比例した電流を発生することで、温度特性の補償に用いる単位セルをスイッチ素子と同一チップに容易に作り込むことができるため、温度特性に加えて、スイッチ素子のオン抵抗の初期ばらつきによる影響をも軽減することができ、より良好な精度を得ることができる。

【0023】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面

を参照して説明する。

【0024】(第1の実施の形態)図1は、本発明の第1の実施の形態に係る過電流検知回路11の構成を示す図である。

【0025】図1において、駆動回路13は、パワーMOS(FET)15をオンオフ制御するための制御信号を生成してパワーMOS15のソース端子に供給する。このパワーMOS15のドレイン端子は高電位側の電源VBに接続されており、ソース端子は負荷17の一端に接続されている。そして、この負荷17の他端は低電位側のGNDに接続されている。

【0026】また、パワーMOS15のソース端子と負荷17との接続点と、GNDとの間に直列に接続された抵抗R1、R2の接続点により分圧する電位V_{sns}を発生し、さらに、電源VBとGNDとの間に直列に接続された抵抗R3、R4の接続点を分圧電圧とする基準電位V_{ref}を発生し、この電位V_{sns}と基準電位V_{ref}とをそれぞれ入力して両者を比較するコンパレータ19に接続されている。

【0027】さらに、温度特性補償付電流源21は、高電位の電源VBと低電位のGNDとの間の電圧の変動に依存しない定電圧電源V_{cc}に接続され、定電流I_{ref}を発生して抵抗R3、R4の接続点に供給して抵抗R3に流す合成電流を補正して基準電位V_{ref}を調整している。

【0028】また、パワーMOS15には、パワーMOS15と同一チップ23上に形成され、パワーMOS15のオン抵抗の変動に比例して温度特性補償付電流源21の定電流値を変化させるセンスダイオード25からなる温度補償回路が設けられている。

【0029】ここで、センスダイオード25をパワーMOS15と同一チップ23上に形成させるための作り込み方法について説明する。

【0030】パワーMOS15のオン抵抗に対して温度特性を補償するためのセンスダイオード25は、パワーMOS15の近傍に配置されるのが望ましく、可能ならばパワーMOS15と同一チップに作り込まれるのが理想的である。

【0031】図1に示す例では、温度特性の補償に用いる検出素子として例えば3段直列のダイオードを使用しているが、通常、パワーMOS15と同一チップ上にダイオードを作り込む場合、Poly-Siダイオードが適している。Poly-Siを用いた場合、チップ表面上に形成されるため、パワーMOS15のデバイス構造に因らず作り込むことが可能となる。

【0032】次に、定電流I_{ref}を生成する温度特性補償付電流源21の構成について説明する。

【0033】温度特性補償付電流源21には、NMOS27、29からなるカレントミラー回路が設けられている。定電圧電源V_{cc}は、抵抗Ra、Rb、センスダイ

オード25の順に直列に接続されGNDに接地されている。また、定電圧電源V_{cc}は、抵抗Rs、PMOS31、NMOS27の順に直列に接続されGNDに接地されている。

【0034】そして、オペアンプ33の正相入力端子(+)には、抵抗Raと抵抗Rbとの接続点が接続され、パワーMOS15のオン抵抗による温度特性に従って変化するセンスダイオード25の順方向降下電圧に応じて、正相入力端子(+)の入力電圧が変化する。一方、オペアンプ33の逆相入力端子(-)には、抵抗RsとPMOS31のドレイン端子との接続点が接続されている。

【0035】次に、図1を参照して、過電流検知回路11に設けられたコンパレータ19による過電流検出方法について説明する。

【0036】パワーMOS15に対してドレイン端子側の電圧をV_α、ソース端子側の電圧をV_β、パワーMOS15のオン抵抗をR_{on}とすると、パワーMOS15に流れる電流は(V_α-V_β)/R_{on}となる。

【0037】そこで、オン抵抗R_{on}が、例えば温度依存性を持たず常時一定であると仮定すると、ドレイン端子側の電圧V_αとソース端子側の電圧V_βとの電圧差をコンパレータ19で比較すれば、パワーMOS15に過電流が流れているのか否かが判断できる。なお、本実施の形態では、上述したように、ドレイン側の電圧V_αを抵抗R3、R4で分圧した電圧V_{ref}と、ソース側の電圧V_βを抵抗R1、R2で分圧した電圧V_{sns}との電圧差をコンパレータ19で比較するように構成している。

【0038】ところが、パワーMOS15のオン抵抗R_{on}は、温度特性を持つため、コンパレータ19の比較基準となる電圧V_{ref}を温度補正する必要がある。

【0039】例えば、オン抵抗R_{on}が小さくなった場合、ドレイン端子側の電圧V_αとソース端子側の電圧V_βとの電圧差が同じであっても、パワーMOSに流れる電流は大きくなる。従って、単純にドレイン端子側の電圧V_αとソース端子側の電圧V_βとの電圧差を比較しても、パワーMOS15に過電流が流れているのか否かを判断できない場合がある。

【0040】そこで、第1の実施の形態では、オン抵抗R_{on}が小さくなると、ドレイン端子側の電圧V_αを抵抗R3、R4で分圧した電圧V_{ref}が小さくなるように温度特性補償付電流源21を設けている。

【0041】以下、図1に示す温度特性補償付電流源21の基本的な動作について説明する。

【0042】温度特性補償付電流源21が流す電流の値は、オペアンプ33の2つの入力端子に印可される電圧差により設定される。

【0043】オペアンプ33の正相入力端子(+)の電圧は、抵抗Ra、Rb及びセンスダイオード25の電圧

降下分で設定され、センスダイオード25の電圧降下をパワーMOS15の温度変化に合わせて変化させると、オペアンプ33の2つの入力端子に印可される電圧差が変化して、オペアンプ33により制御されるPMOS31の導通状態が制御され、オペアンプ33の2つの入力端子に印可される電圧差に応じた電流がNMOS27に流れる。

【0044】そして、カレントミラー回路を構成する一方のNMOS27に流れる電流と、他方のNMOS29に流れる電流との電流和が一定になるように、NMOS29を通して抵抗R3、R4の交点から温度特性補償付電流源21に電流Irefが流れ込む。

【0045】この結果、図1に示すように、抵抗R4と温度特性補償付電流源21が並列に接続されているため、温度特性補償付電流源21が流す電流Irefが小さくなる。

【0046】一方、抵抗R3、R4の交点の電圧Vrefは大きくなり、温度特性補償付電流源21が流す電流Irefが大きくなると、抵抗R3、R4の交点の電圧Vrefは小さくなる。

【0047】従って、温度の変動に合わせて、温度特性補償付電流源21が流す電流Irefを変更させ、抵抗R3、R4の交点の電圧を変更させることで、パワーM

OS15のオン抵抗Ronが温度に依存して変動しても温度補償ができることになる。

【0048】なお、「パワーMOS15の温度とオン抵抗Ronとの依存関係」及び「パワーMOS15の温度と温度特性補償付電流源21が流す電流との依存関係」は予め実験などにより検証しておけばよい。

【0049】次に、図1を参照して、第1の実施の形態に係る過電流検知回路11における過電流検知特性を説明する。

【0050】なお、以下の説明においては、パワーMOS15に流れる電流をId、過電流検知のしきい値電流をIoc、パワーMOS15のオン抵抗をRon、コンパレータ19の正相入力端子(+)の電圧をVref、コンパレータ19の逆相入力端子(-)の電圧をVsns、温度特性補償付電流源21の出力電流をIrefとする。

【0051】駆動回路13から出力されるオン制御信号に応じてパワーMOS15がオン動作して、パワーMOS15のドレイン端子からソース端子に向かって電流Idが流れているオン状態の場合、コンパレータ19の逆相入力端子(-)の電圧Vsnsと正相入力端子(+)の電圧Vrefは、

【数1】

$$Vsns = (VB - Ron \cdot Id) / R2 / (R1 + R2) \dots (1)$$

$$Vref = VB \times R4 / (R3 + R4) - Iref / R3 \cdot R4 / (R3 + R4) \dots (2)$$

となる。

め、(1)、(2)式より、

【数2】

【0052】ここで、コンパレータ19による過電流検知時には、Id=Ioc、Vsns=Vrefとなるため

$$\begin{aligned} & (VB - Ron \cdot Ioc) \times R2 / (R1 + R2) \\ & = VB \times R4 / (R3 + R4) - Iref \times R3 \cdot R4 / (R3 + R4) \\ & \therefore Ioc = \{ (1 - X) \cdot VB + X \cdot R3 \cdot Iref \} / Ron \dots (3) \end{aligned}$$

となる。但し、

【数3】

$$X = (R1 + R2) \cdot R4 / (R3 + R4) / R2$$

となる。

【0053】一方、抵抗R1、R2及び抵抗R3、R4の分圧比を等しくすることにより、X=1となるので、

(3)式は、

【数4】

$$Ioc = R3 \cdot Iref / Ron \dots (4)$$

と表される。

【0054】(4)式の構成要素の中で温度変化に対する感度は、パワーMOS15のオン抵抗Ronが際立って大きいので、過電流検知の温度特性はパワーMOS1

5のオン抵抗Ronの温度特性に依存することとなる。

【0055】そこで、オン抵抗Ronの温度係数の符号が正のため、温度特性補償付電流源21の出力電流Irefにも正の温度係数を持たせることにより、オン抵抗の増減に応じて出力電流Irefも増減させ、(4)式の温度特性をキャンセルするような構成をとることとする。

【0056】ここで、図1における温度特性補償付電流源21の特性を説明する。

【0057】センスダイオード25の順方向電圧VF、カレントミラー回路のカレントミラー比mから、温度特性補償付電流源21の出力電流Irefは、

【数5】

$$\begin{aligned} Iref & = m \cdot \{ Vcc - (Vcc - VF) \\ & \quad \cdot Rb / (Ra + Rb) \} / Rs \\ & = m \cdot \{ Vcc \cdot Ra / (Ra + Rb) \\ & \quad - VF \cdot Rb / (Ra + Rb) \} / Rs \dots (5) \end{aligned}$$

となる。なお、センスダイオード25の順方向電圧は、

負の温度係数を持っているため、(5)式は正の温度係

数を示すこととなる。

【0058】温度特性の補償を行わない場合、図6に示す従来の温度特性グラフのように、一定の電流を流してもパワーMOSの温度特性により、検出電流値が温度変化に応じて変化している。

【0059】一方、本実施の形態では、パワーMOS15が温度特性を持っても、図2に示す温度特性グラフのように、検出電流値は温度変化に拘わらず略一定となる。

【0060】なお、図2に示すグラフ中に記載されているmin, typ, maxは、図1に示す過電流検知回路の動作状態をシミュレーションした場合に、回路を構成する各素子の誤差を考慮して最大値、最小値、代表値を示したものである。

【0061】本発明の第1の実施の形態に関する効果としては、パワーMOS15のオン抵抗の温度特性を補償するために、検出電流のしきい値を設定している電流源に温度特性をもたせることで、パワーMOS15のドレイン端子とソース端子間の電圧を比較するだけで、使用温度範囲及び使用電圧範囲の広い、実用的な精度を持つ過電流検知回路を実現することができる。この結果、例えば従来技術のようにシャント抵抗等の余分な素子をパワーMOSに接続することなく、過電流検出による電力消費を低減することができる。

【0062】また、パワーMOS15の近傍に配置されたセンスダイオード55による順方向降下電圧を利用して、温度特性補償付電流源21に温度特性を持たせることで、温度補償に用いるダイオードをパワーMOS15と同一チップ15に容易に作り込むことができるため、良好な温度特性を得ることができる。

【0063】(第2の実施の形態) 図3は、本発明の第2の実施の形態に係る過電流検知回路51の構成を示す図である。なお、図3に示す温度特性補償付電流源53は、第1の実施の形態において説明した温度特性補償付電流源21と同様に動作するので、その説明を省略する。

【0064】ここで、第2の実施の形態における特徴的な構成部分について説明する。

$$I_{ref} = m \cdot \{V_{cc} - V_F - V_{cc} \cdot R_b / (R_a + R_b)\} / R_s \\ = m \cdot (V_{cc} \cdot R_a / (R_a + R_b) - V_F) / R_s \quad (6)$$

となる。なお、センスダイオード55の順方向電圧は、負の温度係数を持っているため、(6)式は正の温度係数を示すこととなる。

【0073】本発明の第2の実施の形態に関する効果としては、パワーMOS15の近傍に配置されたセンスダイオード55による順方向降下電圧を利用して、温度特性補償付電流源21に温度特性を持たせることで、温度特性の補償に用いるダイオードをパワーMOS15と同一チップ15に容易に作り込むことができるため、良好な温度特性を得ることができる。

【0065】温度特性補償付電流源53の定電圧電源V_{cc}は、抵抗R_a、R_bの順に直列に接続されGNDに接地されている。また、定電圧電源V_{cc}は、抵抗R_s、センスダイオード55、PMOS31、NMOS27の順に直列に接続されGNDに接地されている。

【0066】そして、オペアンプ33の正相入力端子(+)には、抵抗R_aと抵抗R_bとの接続点が接続され、オペアンプ33の逆相入力端子(-)には、センスダイオード55のカソード端子とPMOS31のドレイン端子との接続点が接続されている。パワーMOS15のオン抵抗による温度特性に従って変化するセンスダイオード25の順方向降下電圧に応じて、オペアンプ33の逆相入力端子(-)の入力電圧が変化する。

【0067】そして、温度特性補償付電流源53が流す電流I_{ref}の値は、オペアンプ33の2つの入力端子に印可される電圧差により設定される。

【0068】第1の実施の形態における温度特性補償付電流源21では、オペアンプ33の正相入力端子(+)に入力される電圧を変化させることで、電流値I_{ref}を制御していた。これに対して、第2の実施の形態における温度特性補償付電流源53は、オペアンプ33の逆相入力端子(-)に入力される電圧を変化させることで、電流値I_{ref}を制御している。

【0069】なお、温度特性補償付電流源53に用いるセンスダイオード55の温度特性は、パワーMOS15の温度特性と逆特性を有する必要がある。

【0070】次に、図3を参照して、第2の実施の形態に係る過電流検知回路51における過電流検知特性の特徴的部分についてのみ説明する。なお、本説明の基本的部分は第1の実施の形態において説明したので、その説明を省略することとする。

【0071】ここで、図3に示す温度特性補償付電流源53の特性を説明する。

【0072】センスダイオード55の順方向電圧をV_F、カレントミラー比をmとし、温度特性補償付電流源53の出力電流I_{ref}は、

【数6】

【0074】(第3の実施の形態) 図4は、本発明の第3の実施の形態に係る過電流検知回路71の構成を示す図である。なお、図4に示す温度特性補償付電流源73は、第1の実施の形態において説明した温度特性補償付電流源21と同様に動作するので、その説明を省略する。

【0075】ここで、第3の実施の形態における特徴的な構成部分について説明する。

【0076】温度特性補償付電流源53の定電圧電源V_{cc}は、抵抗R_a、センスMOS75のドレイン端子、

ソース端子、抵抗Rbの順に直列に接続されGNDに接地されている。また、定電圧電源Vccは、抵抗Rs、PMOS31、NMOS27の順に直列に接続されGNDに接地されている。

【0077】そして、オペアンプ33の正相入力端子(+)には、センスMOS75のソース端子と抵抗Rbとの接続点が接続され、オペアンプ33の逆相入力端子(-)には、抵抗RaとPMOS31のドレイン端子との接続点が接続されている。パワーMOS15のオン抵抗による温度特性に従って変化するセンスMOS75のドレイン端子—ソース端子間の電圧に応じて、オペアンプ33の正相入力端子(+)の入力電圧が変化する。

【0078】そして、温度特性補償付電流源73が流す電流Irefの値は、オペアンプ33の2つの入力端子に印可される電圧差により設定される。

【0079】第3の実施の形態における温度特性補償付電流源73では、オペアンプ33の正相入力端子(+)

$$\begin{aligned} I_{ref} &= m \cdot \{V_{cc} - V_{cc} \cdot R_b / (R_{ons} + R_b)\} / R_s \\ &= m \cdot V_{cc} \cdot R_{ons} / (R_{ons} + R_b) / R_s \\ &= m \cdot V_{cc} / (1 + R_b / R_{ons}) / R_s \quad \cdots (7) \end{aligned}$$

となる。なお、パワーMOS15の単位セルのオン抵抗は正の温度係数を持っているため、(7)式は正の温度係数を示す。

【0084】ここで、温度特性の補償に用いる検出素子となるセンスMOS75の作り込みについて説明する。

【0085】図4に示す例では、温度特性の補償に用いる検出素子としてパワーMOS15の単位セルを使用しており、特に、単位セルのドレイン端子とソース端子をパワーMOS15から独立して取り出す必要がある。このため、複合プロセス等で多用されるLDMOS等の横型のデバイス構造が必須となる。

【0086】なお、パワーMOS15のデバイス構造として、チップの裏面を共通ドレインとするような縦型のパワーMOSには適さない。

【0087】本発明の第3の実施の形態に関する効果としては、同一チップ上で単位セルのドレイン端子とソース端子を独立させることが可能なデバイス構造を持ったパワーMOS15を用いて、パワーMOS15の単位セルとなるセンスMOS75のオン抵抗を利用して、温度特性補償付電流源71に温度特性を持たせることで、温度特性の補償に用いるセンスMOS75をパワーMOS15と同一チップ15に容易に作り込むことができるため、温度特性に加えて、パワーMOS15のオン抵抗の

の電圧を変化させることで、電流値Irefを制御する。

【0080】なお、温度特性補償付電流源73に用いるセンスMOS75の温度特性は、パワーMOS15の温度特性と同じ特性を有する必要がある。

【0081】次に、図4を参照して、第3の実施の形態に係る過電流検知回路71における過電流検知特性の特徵的部分についてのみ説明する。なお、本説明の基本的部分は第1の実施の形態において説明したので、その説明を省略することとする。

【0082】ここで、図4に示す温度特性補償付電流源71の特性を説明する。

【0083】パワーMOS15の単位セルのオン抵抗をRonsとし、カレントミラー比をmとすると、温度特性補償付電流源73の出力電流Irefは、

【数7】

初期ばらつきによる影響をも軽減することができ、より良好な精度を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態に係る過電流検知回路11の構成を示す図である。

【図2】過電流検知回路11の動作状態をシミュレーションした場合の過電流検知特性を示すグラフである。

【図3】本発明の第2の実施の形態に係る過電流検知回路51の構成を示す図である。

【図4】本発明の第3の実施の形態に係る過電流検知回路71の構成を示す図である。

【図5】従来の過電流検知回路を示す図である。

【図6】従来の過電流検知特性を示すグラフである。

【符号の説明】

13 駆動回路

15 パワーMOS (スイッチ素子)

17 負荷

19 コンパレータ (比較回路)

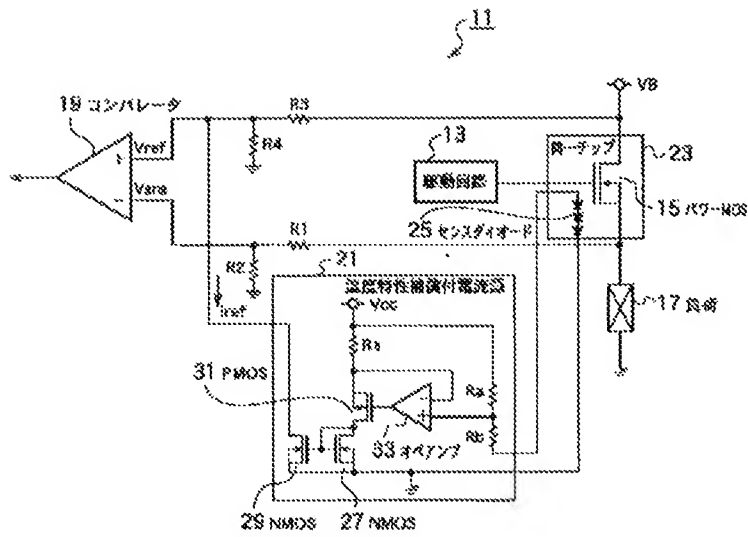
21, 53, 73 温度特性補償付電流源

25, 55 センスダイオード (検出素子)

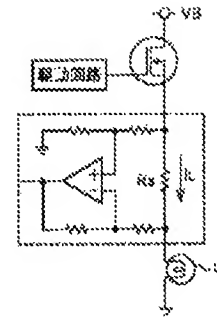
33 オペアンプ

75 センスMOS (検出素子、単位セル)

【図1】

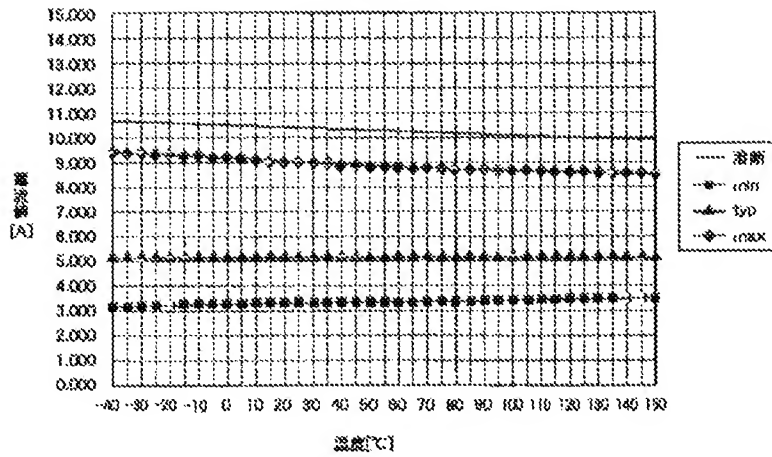


【図5】



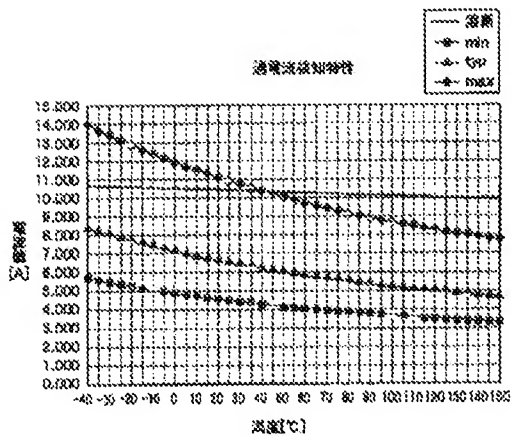
【図2】

過電流検知特性

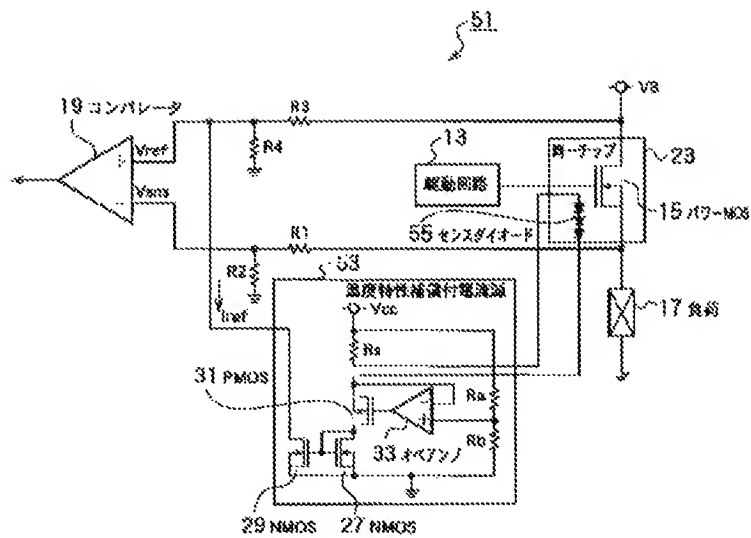


【図6】

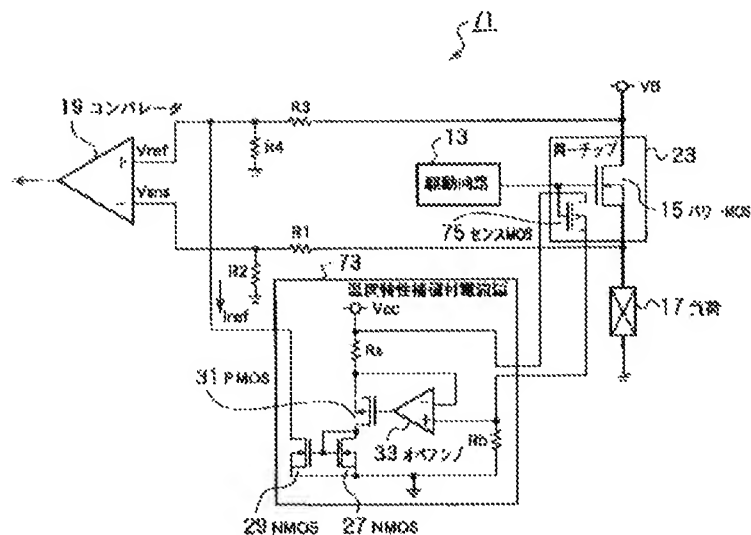
過電流検知特性



【図3】



【図4】



フロントページの続き

Fターム(参考) 2G035 AA03 AA16 AA20 AB02 AC01
 AC02 AC15 AD03 AD07 AD11
 AD20 AD23 AD56
 5G004 AA04 AB02 BA03 BA04 DA04
 DC04 DC12 EA01
 5J032 AA02 AB02 AC12 AC18
 5J055 AX34 AX53 AX64 BX16 CX28
 CX29 DX22 DX64 EX07 EX12
 EX21 EY01 EY12 EY21 EZ04
 EZ09 EZ10 EZ57 FX12 FX17
 FX35 GX01 GX06